

明細書

無線通信装置

技術分野

[0001] 本発明は、マルチバンド無線信号を送受信する無線通信装置に係り、特に、所定のバンド間隔で中心周波数をポッピングさせるマルチバンドOFDM信号を送受信処理する無線通信装置に関する。

[0002] さらに詳しくは、本発明は、広帯域での周波数切り替えを行なうマルチバンドOFDM_UWB通信方式の無線通信装置に係り、特に、低中間周波数(L_{0w} —IF)方式で構成されるマルチバンドOFDM_UWB通信方式の無線通信装置に関する。

背景技術

[0003] 有線方式によるLAN配線からユーザを解放するシステムとして、無線LANが注目されている。無線LANによれば、オフィスなどの作業空間において、有線ケーブルの大半を省略することができるので、パーソナル・コンピュータ(PC)などの通信端末を比較的容易に移動させることができる。近年では、無線LANシステムの高速化、低価格化に伴い、その需要が著しく増加してきている。特に最近では、人の身の回りに存在する複数の電子機器間で小規模な無線ネットワークを構築して情報通信を行なうために、パーソナル・エリア・ネットワーク(PAN)の導入が検討されている。例えば、2.4GHz帯や、5GHz帯など、監督官庁の免許が不要な周波数帯域を利用して、異なる無線通信システム並びに無線通信装置が規定されている。

[0004] 無線ネットワークは、LSIの高集積化・低消費電力化とも相まって性能が飛躍的に向上し、世界的にも広く利用される状況となり、標準化が進められている。また、無線LAN装置は、コンピュータ周辺機器と同じ程度に低価格化してきており、旧来のコンピュータ・ネットワークれづ用途以外に、オフィスにおける周辺機器の接続や、家庭内の情報家電間におけるストリーム系高品質動画像伝送など、さまざまな局面での利用が図られている。

[0005] 無線ネットワークに関する標準的な規格として、IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11(例えば、非特許文献1を参照のこと)

と) や、HiperLAN／2(例えば、非特許文献2又は非特許文献3を参照のこと) やIEEE802.15.3、Bluetooth通信などを挙げることができる。IEEE802.11規格については、無線通信方式や使用する周波数帯域の違いなどにより、IEEE802.11a規格、IEEE802.11b規格…などの各種無線通信方式が存在する。

- [0006] また、近年では、「ウルトラワイドバンド(UWB)通信」と呼ばれる、非常に広い周波数帯域でキャリアを使用せず1ナノ秒以下の超短パルス波に情報を載せて無線通信を行なう方式が、近距離超高速伝送を実現する無線通信システムとして注目され、その実用化が期待されている(例えば、非特許文献4を参照のこと)。現在、IEEE802.15.3などにおいて、ウルトラワイドバンド通信のアクセス制御方式として、プリアンブルを含んだパケット構造のデータ伝送方式が考案されている。
- [0007] 将来、UWBに代表される近距離通信のWPAN(Wireless Personal Access Network)はあらゆる家電品やCE(Consumer Electronics)機器に搭載されることが予想され、100Mbps超のCE機器間のP-to-P伝送や家庭内ネットワークの実現が期待されている。ミリ波帯の利用が普及した場合には1Gbps超の短距離無線も可能となり、ストレージデバイスなどを含む超高速な近距離用のDAN(Device Area Network)も実現可能となる。
- [0008] ところで、室内で多数の機器が混在する作業環境下で無線ネットワークを構築した場合、複数のネットワークが重なり合って構築されていることが想定される。単一チャネルを使用した無線ネットワークでは、通信中に他のシステムが割り込んできたり、干渉などにより通信品質が低下したりしても、事態を修復する余地はない。
- [0009] このため、通信チャネルをあらかじめ複数用意しておくとリマルチチャネル通信方式が採用される。通信中に他のシステムが割り込んだり、参入局数が多くなって帯域の余裕がなくなってきたりしたことが原因で、干渉により通信品質が低下したときときに、使用する通信チャネルを選択して動作を開始することにより、ネットワーク動作を維持し、他のネットワークとの共存を実現することができる。
- [0010] 例えば、IEEE802.15.3の高速無線PANシステムにおいても、マルチチャネル通信方式が採用されている。すなわち、システムで利用可能な周波数チャネルが複数用意され、無線通信デバイスは、電源投入後にすべての利用可能なチャネルにわ

たってスキャン動作を行なうことで、周囲にピコネットコーディネータ(PNC)としてピーコン信号を送信しているデバイスの有無を確認し、利用する周波数チャネルを選択する、れづアルゴリズムが採用されている。

- [0011] また、室内で無線ネットワークを構築した場合、受信装置では直接波と複数の反射波・遅延波の重ね合わせを受信するれづマルチバス環境が形成される。マルチバスにより遅延ひずみ(又は、周波数選択性フェージング)が生じ、通信に誤りが引き起こされる。そして、遅延ひずみに起因するシンボル間干渉が生じる。
- [0012] 主な遅延ひずみ対策として、マルチキャリア(多重搬送波)伝送方式を挙げることができる。マルチキャリア伝送方式では、送信データを周波数の異なる複数のキャリアに分配して伝送するので、各キャリアの帯域が狭帯域となり、周波数選択性フェージングの影響を受け難くなる。
- [0013] 例えば、マルチキャリア伝送方式の1つであるOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing:直交周波数分割多重)方式では、各キャリアがシンボル区間内で相互に直交するよう各キャリアの周波数が設定されている。情報伝送時には、シリアルで送られてきた情報を情報伝送レートより遅いシンボル周期毎にシリアルノパラレル変換して出力される複数のデータを各キャリアに割り当ててキャリア毎に振幅及び位相の変調を行ない、その複数キャリアについて逆FFTを行なうことで周波数軸での各キャリアの直交性を保持したまま時間軸の信号に変換して送信する。また、受信時はこの逆の操作、すなわちFFTを行なって時間軸の信号を周波数軸の信号に変換して各キャリアについてそれぞれの変調方式に対応した復調を行ない、パラレル／シリアル変換して元のシリアル信号で送られた情報を再生する。
- [0014] OFDM変調方式は、例えばIEEE802.11a/gにおいて無線LANの標準規格として採用されている。また、IEEE802.15.3においても、DSの情報信号の拡散速度を極限まで高くしたDS-UWB方式や、数100ピコ秒程度の非常に短い周期のインパルス信号列を用いて情報信号を構成して送受信を行なうインパルス-UWB方式以外に、OFDM変調方式を採用したUWB通信方式についての標準化が進められている。OFDM_UWB通信方式の場合、3.1 ~ 4.8GHzの周波数帯をそれぞれ528MHz幅からなる複数の周波数チャネル(サブバンド)を周波数ホッピング(FH

)し、各周波数帯が128ポイントからなるIFFT／FFTを用いたOFDM変調方式、すなわちマルチバンドOFDM_UWB通信方式が検討されている(例えば、非特許文献5を参照のこと)。

[0015] 図17には、マルチバンドOFDM_UWB通信方式において規定されている周波数割り当てを示している。同図に示すように、中心周波数をそれぞれ3432 MHz、3960 MHz、4488 MHzとするバンド#1～#3からなるグループ1と、中心周波数をそれぞれ5016 MHz、5544 MHz、6072 MHzとするバンド#4～バンド#6からなるグループ2と、中心周波数をそれぞれ6600 MHz、7128 MHz、7656 MHzとするバンド#7～#9からなるグループ3と、中心周波数をそれぞれ8184 MHz、8712 MHz、9240 MHzとするグループ#10～#12からなるグループDと、中心周波数をそれぞれ9768 MHz並びに10296 MHzとするバンド#13～#14からなるグループ5とで構成される。このうち、グループ1の3バンドを用いることが義務化(mandatory)されているとともに、それ以外のグループや帯域は将来の拡張のために用意されている。

[0016] 図18には、マルチバンドOFDMシステムに用いられる受信機の構成例を示している(例えば、非特許文献6を参照のこと)。図示の受信機は、ダイレクトコンバージョン(Direct Conversion)構成がとられている。ダイレクトコンバージョン方式では、中間周波数(IF)段を削除し、アンテナで受信した信号を低雑音増幅器(LNA)で増幅し、続いてミキサによりローカル周波数と乗算することによりベースバンド信号に直接周波数変換を行なう。図示の例では、RF信号の中心周波数と同一周波数のローカル(LO)信号 $\cos(2\pi f_c)$ 及び $\sin(2\pi f_c)$ が1軸及びQ軸の各受信信号の周波数変換に用いられている。周波数変換した後は、ローパス・フィルタ(LPF)により低域を取り出し、VGA(Variable Gain Amplifier)により増幅し、AD変換してさらにFFTにより時間軸の信号を周波数軸の信号に変換し各キャリアについて復調を行ない、元のシリアル信号で送られた情報を再生する。

[0017] 図18に示すようなダイレクトコンバージョン受信機では、例えば図17に示すグループ1の帯域を使用する場合には、RF信号の中心周波数と同一周波数である3432 MHz、3960 MHz、4488 MHzの3つの周波数がローカル信号として必要になる。

[0018] ここで、ダイレクトコンバージョン方式を採用することにより、IFフィルタを用いない

ため受信機の広帯域化が容易となり、受信機の構成の柔軟性が増す。しかしながら、ダイレクトコンバージョン方式においては、受信周波数とローカル周波数が等しくなるため、ローカル信号の自己ミキシング(LO self mixing)により直流成分すなわち D_C オフセット(D_C offset)が発生するとレづ問題が指摘されている(例えば、非特許文献⁷を参照のこと)。

[0019] ローカル信号の自己ミキシングは、図1⁹に示すように、受信機本体からアンテナに向かって漏れ出したローカル信号の一部がアンテナで反射して再び受信機に戻り、ミキサにおいてローカル信号自身と乗算されることによって生じる。あるいは、ローカル信号の一部がアンテナを通して外部に放出された後、その反射波がアンテナで受信されてローカル信号とミキシングされることもある。

[0020] 例えば、図1⁹のローカル信号の振幅が0.5V、低雑音アンプ(LNA)とミキサの合計利得が $30dB$ 、ローカル信号の漏れがアンテナで反射して図中のA点に戻るまでに $-70dB$ 減衰していると仮定して、ミキサの出力の D_C オフセットを求めるに、 $2.5mV$ になる。一方、希望波の信号レベルは最小で $-74dBm$ 程度であるから、ミキサの出力では $-44dBm = 1.4mV_{rms}$ である。このように D_C オフセットは希望波の信号レベルよりも大きくなることが判る。

[0021] 下式には、 D_C オフセットが生じる過程を記述している。 $\cos(\omega t)$ はローカル信号、 α と ϕ はミキサに戻った反射波の振幅と位相を表している。同式の右辺の第1項が D_C オフセットであり、第2項及び第3項は2倍の周波数成分である。 D_C オフセットは反射波の振幅と位相によって変化することが理解できよう。

[0022] [数1]

$$\alpha \cdot \cos(\omega t + \phi) \cdot \cos(\alpha \cdot t) = \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot (\cos(\phi) + \cos(2\omega t)) + \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot \cos(\phi) \cdot \cos(2\omega t) - \frac{1}{2} \cdot \alpha \cdot \sin(\phi) \cdot \sin(2\omega t)$$

[0023] マルチバンドFDMシステムでは周波数ホッピング(FH)を行なうので、ローカル信号の周波数は周波数ホッピングの度に変化している。アンテナの反射係数も周波数によって異なるので、自己ミキシングによって生じる D_C オフセットも周波数ホッピング

グに伴って変化してしまう。周波数ホッピングの頻度はOFDMシンボルレートと同じ3.2MHzなので、DCオフセットは図20に示すように $1/(3.2\text{MHz}) = 312.5$ ナノ秒の周期でステップ状に変化することになる。

- [0024] DCオフセットを除去するには、一般に、ミキサの出力にキャパシタを直列に挿入する方法が行なわれる。この場合、図21に示すように、キャパシタCと回路インピーダンスRによって1次のハイパス・フィルタ(HPF)を構成し、周波数応答の遮断周波数は $1/(2\pi CR)$ 、ステップ応答の収束時間は $2\pi CR$ になる。
- [0025] マルチバンドOFDMシステムのサブキャリア周波数は4.125MHzであるので、ダイレクトコンバージョン受信機では4.125MHzまでは通過させたいが、DCオフセットのステップ応答の収束時間はOFDMシンボルレートの $1/10$ 程度(およそ30ナノ秒)に抑えたい。しかし、遮断周波数を4.125MHzにすると、ステップ応答が収束する時間は図22に示すように242ナノ秒($=1/(4.125\text{MHz})$)と大きくなり、OFDMシンボル内の大部分の時間がステップ応答を伴ってしまうという厄介な問題がある。
- [0026] ところで、周波数切り替えには一般にPLL(Phase Lock Loop)により同一の発振周波数を遙倍することが考えられる。しかしながら、マルチバンドOFDM_UWBシステムにおいては、図17に示したようにチャネルの切り替え幅が大きいとレジ問題があり、単一のPLLではこのような広帯域での周波数切り替えを行なうことができない。また、複数の発振器を備え、それぞれの周波数帯域を生成するようにすれば、高精度のマルチバンド・ジェネレータを構成することができるが、回路の面積や消費電力、発振器毎の周波数の位相差などの点で問題となる。
- [0027] そこで、発振器から出力される单一周波数に分周を繰り返し、各分周出力をミキシングする(すなわち、周波数の和又は差のいずれかを出力する)ことにより、マルチバンド・ジェネレーションを行なう方法がとられる。
- [0028] 図23には、マルチバンドOFDMシステムにおいて、図18に示したダイレクトコンバージョン受信機で用いられる周波数ホッピング(FH)のための周波数合成ブロック(但し、グループ1の3バンドモードとする)の従来例を図解している(例えば、非特許文献6を参照のこと)。各バンドの中心周波数は、図示の通り、单一の発振器(例えば、TCXO(温度補償型水晶発振器))から得られる基準周波数を分周並びにミキサを

用いて混合(周波数加減算)することができる。

[0029] 同図に示す例では、発振掛から出力される発振周波数をPLL(Phase Lock LO OP)により遙倍して得られる周波数4224 MHzを基準周波数とする。まず、4分周により1056MHzの周波数が取り出され、続いて2分周により528 MHzの周波数が取り出され、これからサンプル・クロックに使用される。さらに2分周することにより、528 MHzから、周波数ホッピングする中心周波数のバンド間隔である264 MHzが取り出される。

[0030] 次いで、SSB(Single Side Band)と記載されている各ミキサでは、上述のようにして得られた各周波数信号についての周波数加減算すなわちミキシングを行なう。この場合、528 MHzと264 MHzの周波数加算を行なうことにより、さらに794 MHzの周波数を得る。そして、選択器(Select)により264 MHz又は794 MHzの一方が選択される。後段のSSBでは、その選択出力された264 MHz又は794 MHzいずれかの周波数信号と元の4224 MHzの周波数信号との周波数加減算を行なうことにより、4通りの周波数を得ることができる。

[0031] 但し、グループ1としては、このうち3432 MHz、396 QMHz、4488 MHzの3通りのみを使用する。すなわち、4224 MHzから792 MHzを周波数減算して3422 MHzを生成し、4224 MHzから264 MHzを周波数減算して396 QMHzを生成し、4224 MHzに264 MHzを周波数加算して4488 MHzを生成する。

[0032] 図23中でSSBと記載されているデバイスは周波数の加算又は減算すなわちミキシングを行なうデバイスであり、例えばイメージ・リジエクション・ミキサが挙げられる。イメージ・リジエクション・ミキサは、それぞれ位相の面交した2つの複素信号対をアナログ乗算することにより片側波帯の信号を得ることができる。すなわち、図24に示すように、それぞれの周波数信号 f_1 及び f_2 において互いに直交成分を用意し、3角関数の法定理を用いて周波数の加算、減算を行なうことで周波数合成することができる。ここで、 $f_1 = 4224$ MHzであり、 $f_2 = 264$ MHz又は794 MHzである。

[0033] しかしながら、図24に示したような従来の周波数合成ブロックにおいては、以下のような問題点がある。

[0034] (1) SSBミキサが2個必要で、回路構成が複雑となり、消費電力が大きい。

[0035] (2) 264 MHzは矩形波なので、3次高調波によって最大で-10dBc程度のスプリアスがグループ1内に生じてしまう。

[0036] 具体的には、792 MHzを生成するための前段のSSBには、528 MHzと264 MHzの他に、264 MHzの3次高調波である-792MHzが入力され、出力として所望周波数である792 MHzの他に、-264MHzが生成され、グループ1内でのスプリアスの原因になる。

[0037] (3) 264 MHzは矩形波なので、5次高調波によって最大で-14dBc程度のスプリアスがグループ1内に生じてしまう。

[0038] 非特許文献1:International Standard ISO/IEC 8802-11:1999 (E) ANSI/IEEEStd 802.11, 1999 Edition, Part11:Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and PhysicalLayer(PHY) specifications

非特許文献2:ETSI Standard ETSITS 101 761-1 V1.3.1 Broadband Radio Access Networks(BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control(DLC) Layer; Part1: Basic Data Transport Functions

非特許文献3:ETSI TS 101 761-2 V1.3.1 Broadband Radio Access Networks(BRAN); HIPERLAN Type 2; Data Link Control(DLC) Layer; Part2: Radio Link Control(RLC) sublayer

非特許文献4:日経エレクトロニクス2002年3月号 産声を上げる無線の革命児 Ultra Wideband' p. 55-66

非特許文献5:IEEE 802.15.3a TI Document <URL:<http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/May03> ファイル名: 03142r2P802-15_TI-CFP-Document. doc >

非特許文献6:Anuj Batra, "03267 r1P8 02-15_TG3a-Multi-band-OFDM-CFP-Presentation. ppt", pp. 17, July 2003.

非特許文献7:Asad A. Abidi著“Direct-Conversion Radio Transceivers for Digital Communications”(IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 30 no. 12, pp. 1399-1410 1995

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0039] 本発明の目的は、所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンドOFDM信号を好適に送受信処理することができる、優れた無線通信装置を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0040] 本発明は、上記課題を参照してなされたものであり、その第1の側面は、所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンドOFDM信号を、低中間周波数を用いて受信処理する無線通信装置であって、

高周波の受信信号を低中間周波数信号に変換する周波数変換手段と、
低中間周波数信号を所定のサンプリング周波数を以ってデジタル信号に変換する
AD変換手段と、

AD変換した後の時間軸上のOFDM信号に対してスペクトル解析を高速に行なうための変換を施して周波数軸上のサブキャリアに変換するOFDM復調手段を備え、
前記OFDM復調手段は、AD変換時におけるサンプリング周波数に応じて生じる周波数重畠のために入れ替わったサブキャリアの順番を、前記のスペクトル解析を高速に行なうための変換を施した後に並べ替えることを特徴とする無線通信装置である。
ここで言う、OFDM信号のスペクトル解析を高速に行なう変換として、高速フーリエ変換(FFT)や、ウェーブレット変換、ハートレー変換を挙げることができる。

[0041] 所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンドOFDM信号を受信する受信機として、従来はダイレクトコンバージョン方式が採用されてきた。ところが、ダイレクトコンバージョン方式においては、受信周波数とローカル周波数が等しくなるため、ローカル信号の自己ミキシングによりDCオフセットが発生するれづ問題がある。また、マルチバンドOFDMシステムでは周波数ホッピングを行なうので、ローカル信号の周波数は周波数ホッピングの度に変化している。アンテナの反射係数も周波数によって異なるので、自己ミキシングによって生じるDCオフセットも周波数ホッピングに伴って変化してしまう。

[0042] ダイレクトコンバージョン受信機のDCオフセット問題を解決する手段としてL_{0w}-IF方式の受信機が知られている。L_{0w}-IF方式では受信信号を一度IF周波数に変

換するので、ローカル信号の自己ミキシングによるDCオフセットが生じても、周波数が離れているため、容易に分離することが可能である。しかしながら、Low-IF構成の受信機では、ダイレクトコンバージョン受信機では不要だったヒルベルトバンドパス・フィルタや第2のローカル信号が必要となる、IF信号をサンプリングするためにADCコンバータのサンプリング・クロックも高速になる、れづ新たな課題が生じる。

[0043] これに対し、本発明に係る無線通信装置によれば、周波数ボーリングするマルチバンドOFDM信号を受信する際に、FFTなどのOFDM信号のスペクトル解析を高速に行なう変換を行なった後にサブキャリアを回転させる並び替えを行なうことで、第2ローカル信号による周波数変換を不要にするとともに、ダイレクトコンバージョン受信機と同CAD変換クロックを用いることができる。

[0044] ここで、前記周波数変換手段は、受信信号をローカル信号と混合して低中間周波数信号を生成するが、具体的には、周波数ボーリングするバンド間隔の半分だけ受信周波数から離れたローカル周波数を持つローカル信号を受信信号と混合することにより、前記バンド間隔の半分となる低中間周波数からなる低中間周波数信号を生成する。

[0045] また、前記AD変換手段は、前記低中間周波数の2倍となるサンプリング周波数を以ってアナログ信号のサンプリングを行なうが、言い換えれば、周波数ボーリングするバンド間隔に相当するサンプリング周波数をもってアナログ信号をサンプリングする。

[0046] また、本発明に係る無線通信装置は、前記周波数変換手段により周波数変換された低中間周波数信号中の不要波を除去する中間周波数フィルタをさらに備えている。Low-IF方式においては、中間周波数フィルタは、一般に、2つの等しい実フィルタの間をジャイレータで結合してなるヒルベルトバンドパス・フィルタにより構成される。本発明では、2つの等しい実フィルタの間をジャイレータで結合する方法でヒルベルトBPFを構成する際に、実フィルタのラダー型プロトタイプLPFの素子値を整数比にすることで中心周波数と帯域を同時に制御できるようになり、ヒルベルトBPFの実現性を容易にすることができます。

[0047] また、受信フレームの先頭には、通常、既知シーケンスからなるプリアンプルが含まれる。

れている。このプリアンブル・シーケンスはFFTを行なわずに時間領域で相関を検出することを前提に作られている。言い換えれば、フレームのデータ部分とは相違し、FFTによる並べ替えの操作を行なわれないので、受信したプリアンブル・シーケンスと既知プリアンブル・シーケンスの相関検出を行なえなくなる。そこで、本発明では、該既知のプリアンブル・シーケンスに前記低中間周波数を乗算して得られたシーケンスを用いて受信信号との相関を取ることにより、プリアンブルを検出することが可能となる。

[0048] また、本発明の第2の側面は、所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンドOFDM信号を、低中間周波数を用いて送信処理する無線通信装置であって、

周波数軸上の各サブキャリアをベースバンドのままスペクトル解析の逆変換を行ない時間軸上のOFDM信号に変換するOFDM変調手段と、

前記のスペクトル解析の逆変換を行なった後の送信信号に低中間周波数を乗算してOFDM変調された低中間周波数信号を生成する低中間周波数乗算手段と、

低中間周波数信号を所定のサンプリング周波数を以ってアナログ信号に変換するDA変換手段と、

低中間周波数信号を高周波の送信信号に変換する周波数変換手段と、
を具備することを特徴とする無線通信装置である。ここで言うスペクトル解析の逆変換として、高速フーリエ逆変換(IFFT)や、ウェーブレット逆変換、ハートレー逆変換を挙げることができる。

[0049] 本発明に係るLow-IF構成マルチバンドOFDM送信機によれば、送信IF信号の生成はDA変換前にIF周波数とOFDM信号を複素乗算することで行なう。そして、送信信号をIFFTなどのスペクトル解析の逆変換を行なう前にサブキャリア電力レベル補償手段によりDAコンバータのアバーチャ効果を補正することで、平坦な周波数スペクトラムを得られるので、ダイレクトコンバージョン方式受信機の場合と同じDA変換クロックを用いることができる。

[0050] また、別の補正方法として、IFFTした後に複素FIRフィルタを用いてDAコンバータのアバーチャ効果による周波数特性を補正し、平坦な周波数スペクトラムを得られる

ので、補間と周波数特性の補正を同時に行なうことができる。

発明の効果

- [0051] 本発明によれば、所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンドOFDM信号を好適に送受信処理することができる、優れた無線通信装置を提供することができる。
- [0052] また、本発明によれば、マルチバンドOFDM_UWB送受信機を低中間周波数(L₀w-IF)構成にすることで、ダイレクトコンバージョン構成の送受信機におけるDCオフセットの問題点を解決し、さらにはローカル周波数の生成を容易にすることができます。
- [0053] また、本発明によれば、ダイレクトコンバージョン受信機では不要だったヒルベルト・バンドパス・フィルタや第2のローカル信号が必要となる、IF信号をサンプリングするためにADコンバータのサンプリング・クロックも高速になる、といったL₀w-IF受信機の課題を解決し、マルチバンドOFDMシステムにL₀w-IF方式を適用することができます。
- [0054] 本発明によれば、L₀w-IF受信機において、FFT後にサブキャリアを回転させる並び替えを行なうことで、第2のローカル信号による周波数変換を不要にするとともに、ダイレクトコンバージョン受信機と同じAD変換クロックを用いることができる。また、FFTをかけないプリアンブル部分については、元のプリアンブル・パターンにあらかじめIF周波数を乗算して得たシーケンスを用いるので、プリアンブルを検出することができます。
- [0055] また、L₀w-IF構成受信機において周波数変換の際に生じるイメージを除去するためにヒルベルトBPFを用いるが、本発明によれば、2つの等しい実フィルタの間をジャイレータで結合する方法でヒルベルトBPFを構成する際に、実フィルタのラダーモデルタイプLPFの素子値を整数比にすることで中心周波数の制御を容易にし、ヒルベルトBPFの実現性を容易にすることができます。
- [0056] また、本発明によれば、周波数乗算するミキサの出力に直列にキャパシタを挿入してDCオフセットを除去する際に、ハイパス・フィルタの遮断周波数を33MHz程度に設定することで、ステップ応答時間をOFDMシンボル時間の1/10程度に抑えるこ

とができる。

[0057] また、本発明に係るLoW-IF構成マルチバンドOFDM送信機によれば、送信IF信号の生成はDA変換前にIF周波数とOFDM信号を複素乗算することで行なう。そして、IFFT前にDAコンバータのアパーチャ効果を補正することで、ダイレクトコンバージョン方式受信機の場合と同じUDA変換クロックを用いることができる。

[0058] また、本発明によれば、マルチバンドOFDM_UWB送受信機をLoW-IF構成にすることにより、ローラー周波数の生成が容易になり、スプリアスを低減することができる。

[0059] 本発明のさらに他の目的、特徴や利点は、後述する本発明の実施形態や添付する図面に基づくより詳細な説明によって明らかになるであろう。

図面の簡単な説明

[0060] [図1]図1は、本発明の一実施形態に係るLoW-IF方式マルチバンドOFDM_UWB送受信機の構成を示した図である。

[図2]図2は、LoW-IF送受信機のうち受信機部分のみを抽出して描いた図である。

[図3]図3は、OFDM受信信号のAD変換により周波数重畳(frequency folding)が生じる現象を説明するための図である。

[図4]図4は、本来のプリアンブル・シーケンスと検出したいプリアンブル・シーケンスの関係を示した図である。

[図5]図5は、プロトタイプLPFの回路図を示した図である。

[図6]図6は、ヒルベルトBPFの回路図を示した図である。

[図7]図7は、ヒルベルトBPFの周波数特性を示した図である。

[図8]図8は、本発明の一実施形態に係るLoW-IF方式のマルチバンドOFDM_UWB送信機の構成を示した図である。

[図9]図9は、LoW-IF方式マルチバンドOFDM_UWB送信機において、周波数特性の劣化を補正しない場合の送信IF_f信号のスペクトラムを示した図である。

[図10]図10は、2倍インターポレータの構成例を示した図である。

[図11]図11は、複素FIRフィルタの構成例を示した図である。

[図12]図12は、図Ⅲに示した複素FIRフィルタの複素タップ係数を示した図である。

[図13]図13は、本発明に係るLoW-IF方式マルチバンドOFDM_UWB送信機において、周波数補正を行ない、さらに周波数重畠成分を除去したときの送信IF信号のスペクトラムを示した図である。

[図14]図14は、本実施形態に係るLoW-IF方式マルチバンドOFDM_UWB送信機において、図17に示すグループ1の帯域を使用する場合のローカル信号を示した図である。

[図15]図15は、図14に示した周波数構成で適用される、周波数ホッピング(FH)のための周波数合成ブロックを示した図である。

[図16]図16は、図14に示した周波数構成における、528MHzの高調波に起因するスプライアスを示した図である。

[図17]図17は、マルチバンドOFDM_UWB通信方式において規定されている周波数割り当て例を示した図である。

[図18]図18は、マルチバンドOFDMシステムに用いられるダイレクトコンバージョン方式受信機の構成例を示した図である。

[図19]図19は、ローカル信号の自己ミキシングを説明するための図である。

[図20]図20は、自己ミキシングによって生じるDCオフセットを説明するための図である。

[図21]図21は、1次のハイパス・フィルタの構成例を示した図である。

[図22]図22は、ダイレクトコンバージョン受信機においてハイパス・フィルタの遮断周波数を4.125MHzとしたときのDCオフセットのステップ応答の収束時間を説明するための図である。

[図23]図23は、マルチバンドOFDMシステムにおいて、図18に示したダイレクトコンバージョン受信機で用いられる周波数ホッピング(FH)のための周波数合成ブロック(但し、グループ1の3バンドモードとする)の従来例を示した図である。

[図24]図24は、イメージ・リジエクションミキサの動作を説明するための図である。

[図25]図25は、LoW-IF受信機の一般的な構成例を示した図である。

発明を実施するための最良の形態

[0061] 以下、図面を参照しながら本発明の実施形態について詳解する。

[0062] ダイレクトコンバージョン受信機のDCオフセット問題を解決する手段としてL₀W-IF方式の受信機が知られている。L₀W-IF方式に関しては、例え切. crols 及びM. S teyaert共著“Low-IFT Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers”(IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 45, pp. 269 – 282, Mar. 1998)に記載されている。

[0063] 図25には、L₀W-IF受信機の一般的な構成を示している。図示のL₀W-IF受信機では、受信周波数とは異なる第1の複素ローカル信号周波数_{cos} (2f_{L₀1} t) 及び_{sin} (2f_{L₀1} t) を用いて、受信信号を中間周波数(IF)信号に周波数変換する。周波数変換の際にローカル周波数L₀1の両側にある希望信号とイメージ信号がIFに現れるが、IFフィルタとしてヒルベルト(Hilbert)バンドパス・フィルタ(BPF)を用いることでイメージ信号を除去している。その後、IF信号を増幅し、さらにAD変換した後に、デジタル処理で第2のローカル信号による周波数変換を行なってベースバンド信号に変換する。

[0064] このように、L₀W-IF方式では受信信号を一度IF周波数に変換するので、ローカル信号の自己ミキシングによるDCオフセットが生じても、周波数が離れているため、容易に分離することが可能である。すなわち、DC付近に希望信号が存在しないので、DCオフセットが希望信号に干渉しない。また、L₀W-IF方式ではローカル信号周波数と受信周波数が異なることから、ローカル信号の生成が容易になる可能性もあるが、この点の詳細については後述に譲る。

[0065] 一方、L₀W-IF構成の受信機では、ダイレクトコンバージョン受信機では不要だったヒルベルトバンドパス・フィルタや第2のローカル信号が必要となる、れづ新たな課題が生じる。

[0066] また、DCオフセット及びイメージ周波数信号をそのままAD変換して除去するには、DCオフセット及びイメージ周波数信号を希望信号とともに同時にAD変換する必要がある。この場合、IF信号をサンプリングするためにADコンバータのサンプリングウロックも高速にしなければならなくなるれづ課題がある。

[0067] 本発明では、L₀W-IF構成の受信機におけるこれらの課題を解決し、マルチバンドFDMシステムに対してL₀W-IF方式を好適に適用するものである。

[0088] ここで言うL_ow-IF(低中間周波数)とは、周波数ホッピングにおけるバンド間隔の半分に相当する低い中間周波数(IF)を用いることを意味する。図1₇に示したマルチバンド FDM_UWBシステムでは、バンド間隔(すなわちホッピング周波数)の半分である₂₆₄ MHzをIF周波数とする。

[0089] 図1₇には、本発明の一実施形態に係るL_ow-IF方式マルチバンドOFDM_UWB送受信機の構成を示している。図中の上側が受信機に相当するとともに、下側が送信機に相当し、アンテナ・スイッチを介して単一のアンテナを共用する構成となっている。

[0090] また、図2₁には、L_ow-IF送受信機のうち受信機部分のみを抽出して描いている。以下、同図を参照しながら、本発明に係るL_ow-IF受信機について詳解する。

[0091] ローカル信号_{L_o1}は、受信信号の中心周波数の₂₆₄ MHzだけ上とし、IF周波数は₋₂₆₄ MHzとする。マルチバンド FDMシステムのサブキャリア周波数_{(4, 12, 528) MHz}とFFTサイズ₍₁₂₈₎の積は₅₂₈ MHzであるので、ベースバンド帯域は±264 MHzである。

[0092] 周波数重畠(Frequency folding)(若しくはADコンバータのエリアシング)が生じないようにするためにには、AD変換のサンプリング周波数は信号周波数の2倍が必要である。ダイレクトコンバージョン受信機ならばサンプリング周波数は₅₂₈ MHzである。これに対し、IF周波数を₋₂₆₄ MHzとしたL_ow-IF受信機では、₋₅₂₈ MHzから0MHzが信号周波数範囲なのでサンプリング周波数は10₆ MHzが必要になるという課題がある。本実施形態では、この第1の課題を解決するため、敢えてその半分の₅₂₈ MHz(すなわち周波数ホッピングにおける中心周波数のバンド間隔)でAD変換して、周波数重畠を積極的に利用することにした。

[0093] 図3_(a)には、サンプリング周波数と周波数重畠の起こる様子を示している。図3_(b)には、AD変換前のFDM信号とサンプリング周波数の関係を示している。また、図3_(c)には、AD変換後のFDM信号とサンプリング周波数の関係を示している。FDM信号をAD変換した後には、周波数重畠によってサブキャリアの順番が入れ替わるもの、必要な信号はすべてAD変換されるとレズことが、図3_(c)から理解できよう。

[0044] ○FDM変調方式では、FFTによって時間信号を周波数領域に変換して受信するので、サブキャリアの並び替えはFFTした後に容易に行なうことが可能である。また、本来FFTは並び替え操作を行なうものであるから、特別に処理が増えるものではない(例えは、安居院猛及び中嶋正之共著「FFTの使い方」(p. 76, 産報出版, 1981)を参照のこと)。また、サブキャリアの並び替えは周波数変換を行なうことと等価である。したがって、本実施形態では、図25に示した従来のL_w-IF受信機とは相違し、第2のローカル信号による周波数変換が不要になる。

[0045] ここまでで、本実施形態に係るL_w-IF構成受信機によれば、マルチバンドFDM_f信号の復調を問題なく行なえることを示した。他方、マルチバンドFDMシステムでは、パケット同期のためにプリアンブル(preamble)シーケンスを用いている。このプリアンブル・シーケンスはFFTを行なわずに時間領域で相関を検出することを前提に作られている。言い換えれば、フレームのデータ部分とは相違し、FFTによる並べ替えの操作を行なわれない。このため、受信したプリアンブル・シーケンスと既知プリアンブル・シーケンスの相関検出を行なえなくなる。そこで、本実施形態では、元のプリアンブル・パターンにあらかじめIF周波数を乗算して得たシーケンスを用いて受信信号との相関を取ると、リプリアンブルの検出方法を行なうようにした。

[0046] プリアンブルは実数信号なので、IF周波数_f xp(= -j264MHz)の余弦波成分である_{cos}(-264MHz)を₅₂₈MHzでサンプリングした+1と-1の繰り返しが本来のプリアンブル・シーケンスに乗算されることになる。したがって、検出したいプリアンブル・シーケンスに+1と-1の繰り返しを乗算したシーケンスと、受信信号との相関をとることで同期を獲得する。

[0047] 図4には、本来のプリアンブル・シーケンスと検出したいプリアンブル・シーケンスの関係を示している。図中のパターン1が本来のプリアンブル・シーケンスであり、パターン1(-264MHz)が+1と-1の繰り返しを乗算して得られた検出したいシーケンスである。

[0048] L_w-IF構成のマルチバンドFDM受信機では、周波数変換の際に生じる受信信号のイメージ成分を除去するために、ダイレクトコンバージョン方式では不要だったヒルベルトバンドパス・フィルタが必要となる(前述)。中心周波数が-264MHzで

帯域が 528 MHz のヒルベルトBPF (複素フィルタとも呼ばれる) を実現するには、2つの等しい実フィルタの間をジャイレータで結合する方法が知られている (例えば、J. O. Voorman著 “The Gyrator as a Monolithic Circuit in Electronic Systems” (Ph. D. thesis, pp-83-103, University of Nijmegen, 1977) を参照のこと)。

[0079] 図5にはプロトタイプLPF、図6にはヒルベルトBPFの回路図をそれぞれ示しておいた。ここで、中心周波数の制御が最も懸念される課題である。図6において、2つの等しい実フィルタの間を結合しているジャイレータは5個で、それらのトランス・コンダクタンス $G_{m,n}C_s$ は下式で示す値になる。

[0080] [数²]

$$G_{m,n}C_s = \text{Ref}_n \times G_m \times \frac{1}{\text{仙}_0} \times \text{幻}_s$$

[0081] ここで、 ω_0 は中心周波数、 ω_c は帯域の半分、 Ref_n はプロトタイプLPFの素子値、 G_m は ω_0 を決めるトランス・コンダクタンス、 $G_{m,n}C_s$ は ω_c を決めるトランス・コンダクタンスである。一般に、トランス・コンダクタンスはトランジスタのサイズと電流に比例する。したがって、 $G_{m,n}C_s$ と G_m の比が整数比になるように ω_0 と ω_c と Ref_n の関係を選ぶことで、トランジスタのサイズと電流を整数比にすることができるので、ヒルベルトBPFを集積回路として作り易くなり、中心周波数と帯域を同時に制御できるようになる。本実施形態では、 ω_0 と ω_c の絶対値が等しいので、 Ref_n が簡単な整数比になるようにプロトタイプ・フィルタを設計している。

[0082] 図7には、本実施形態に係るヒルベルトBPFの周波数特性を示している。中心周波数と遮断周波数をそろえることで、中心周波数と帯域を同時に制御することができる。

[0083] マルチバンドOFDM_UWBシステムでは、ア64の合計128個のサブキャリアを持つ。このうちア56番目のサブキャリアまでがデータ伝送に用いられるので、ベースバンド周波数では $4.125 \text{ MHz} \times 56 = 231 \text{ MHz}$ までが重要になる。IF周波数を

-264_{MHz} としており(前述)、IF周波数では $-264_{\text{MHz}} \sim -495_{\text{MHz}}$ ～ -33_{MHz} が信号帯域として重要な範囲である。 D_C オフセットを除去するためにキサからの出力に直列にキャパシタを挿入した場合、 H_{PF} の遮断周波数は 33_{MHz} 程度に設定することが可能になり、このときのステップ応答時間は $30_{\text{ナノ秒}}$ 程度なので、 \circ FDMシンボル時間の $1/10$ 程度(およそ $30_{\text{ナノ秒}}$)に抑えたいとレズ課題を達成することができる。

[004] 図₈には、本発明の一実施形態に係るL₀w-IF方式のマルチバンドOFDM_UWB送信機の構成を示している。

[005] L₀w-IF構成とするためには、 \circ FDM変調のIF_f信号を生成する必要がある。図示のように、IFFTはダイレクトコンバージョンの場合と同様にベースバンド信号のままで行ない、DA変換を行なう前にIF周波数 $\times p(-j264_{\text{MHz}})$ と複素乗算すれば、L₀w-IF構成を容易に実現することができる。

[006] ダイレクトコンバージョン送信機によるマルチバンドFDMシステムでは、周波数重畠の除去を容易にするために、 $10_{\text{6}} \text{Msps}$ でDA変換を行なう。これに対し、L₀w-IF構成では、IF周波数帯域が -528_{MHz} から 0_{MHz} なので、 211_{2Msps} のDA変換が必要になるとレズ課題がある。この課題を解決するために、本実施形態では、ダイレクトコンバージョン送信機と同じ $10_{\text{6}} \text{Msps}$ でDA変換して、周波数特性の劣化を補正することにしている。

[007] 図₉には、L₀w-IF方式マルチバンドOFDM_UWB送信機において、周波数特徴の劣化を補正しない場合の送_fIF_f信号のスペクトラムを示している。DA変換器のアバーチャ効果によってスペクトラムは、inc特性を持つ。このため、 -528_{MHz} から 0_{MHz} のIF周波数帯域では、平坦ではなく約 4_{dB} の傾きを持っている。また、周波数重畠によって $-1584_{\text{MHz}} \sim -106_{\text{MHz}}$ と $528_{\text{MHz}} \sim 106_{\text{MHz}}$ の各帯域に比較的大きな振幅の成分がある。

[008] 周波数特性に関しては、図₈中のサブキャリア南カレル補償部($\text{sub-carrier p. level compensator}$)がIFFTの前でサブキャリア毎に振幅を変えることで、約 4_{dB} の傾きを平坦に戻すように容易に補正することが可能である。また、別の補正方法として、図₈中の $\times 2$ 倍インターポレータ($\times 2$ interpolator)を複素FIRフィルタ

に変更することで、補間と周波数特性の補正を同時に行なうことができる。

[0089] 2倍インターポレータは図10に示すようにFIRフィルタで構成されているが、これを図11に示すような複素FIRフィルタに変更する。図12には、複素FIRフィルタの複素ゲップ係数を示している。

[0090] また、周波数重畠成分は、3次のヒルベルトBPFを用いて除去することができる。図13には、本実施形態に係るLoW-IF方式マルチバンドOFDM_UWB送信機において、周波数補正を行ない、さらに周波数重畠成分を除去したときの送信IF信号のスペクトラムを示している。同図からも判るように、IFFTする前にDAコンバータのアーチャ効果による周波数特性の補正を行なうことにより、平坦な周波数スペクトラムを得ることができる。

[0091] 図14には、本実施形態に係るLoW-IF方式マルチバンドOFDM_UWB送信機において、図17に示すグループ1の帯域を使用する場合のローカル信号を示している。図示のように、ローカル信号 f_{L01} は、各バンドの中心周波数の264MHzだけ上となる。図15には、このような周波数構成で適用される、周波数ホッピング(FH)のための周波数合成ブロックを示している。図示の通り、単一の発振器(例えば、TCXO(温度補償力水晶発振器))から得られる基準周波数を分周並びにミキサを用いて合成(周波数加減算)することができる。そして、図23と比較して判るように、分周器とSSBミキサの個数が少なく、ローカル周波数の生成が容易になる。

[0092] また、図16には、この場合に528MHzの高調波に起因するスプリアスを示している。同図から判るように、グループ1内にはスプリアスが発生しないので、RFバンドパス・フィルタを用いてスプリアス成分を容易に除去することができる。

産業上の利用可能性

[0093] 以上、特定の実施形態を参照しながら、本発明について詳解してきた。しかしながら、本発明の要旨を逸脱しない範囲で当業者が該実施形態の修正や代用を成し得ることは自明である。すなわち、例示れづ形態で本発明を開示してきたのであり、本明細書の記載内容を限定的に解釈するべきではない。本発明の要旨を判断するためには、特許請求の範囲を参酌すべきである。

請求の範囲

[1] 所定のバンド間隔で中心周波数をポンピングさせるマルチバンドOFDM信号を、
低中間周波数を用いて受信処理する無線通信装置であつて、
高周波の受信信号を低中間周波数信号に変換する周波数変換手段と、
低中間周波数信号を所定のサンプリング周波数を以ってデジタル信号に変換する
AD変換手段と、
AD変換した後の時間軸上のOFDM信号に対してスペクトル解析を高速に行なう
ための変換を施して周波数軸上のサブキャリアに変換するOFDM復調手段とを備え
、
前記OFDM復調手段は、AD変換時におけるサンプリング周波数に応じて生じる
周波数重畠のために入れ替わったサブキャリアの順番を前記のスペクトル解析を高
速に行なうための変換を施した後に並べ替える、
ことを特徴とする無線通信装置。

[2] 前記のOFDM信号に対してスペクトル解析を高速に行なうための変換は、高速フ
ーリエ変換(FFT)、ウェーブレット変換、又はハートレー変換のいずれかである、
ことを特徴とする請求項1に記載の無線通信装置。

[3] 前記周波数変換手段は、受信信号をローカル信号と混合して低中間周波数信号
を生成する、
ことを特徴とする請求項1に記載の無線通信装置。

[4] 前記周波数変換手段は、周波数ポンピングするバンド間隔の半分だけ受信周波数
から離れたローカル周波数を持つローカル信号を受信信号と混合し、前記バンド間
隔の半分となる低中間周波数からなる低中間周波数信号を生成する、
ことを特徴とする請求項1に記載の無線通信装置。

[5] 前記AD変換手段は、前記低中間周波数の2倍となるサンプリング周波数を以って
アナログ信号をサンプリングする、
ことを特徴とする請求項1に記載の無線通信装置。

[6] 前記AD変換手段は、周波数ポンピングするバンド間隔に相当するサンプリング周
波数を以ってアナログ信号をサンプリングする、

ことを特徴とする請求項1に記載の無線通信装置。

- [7] 前記周波数変換手段により周波数変換された低中間周波数信号中の不要波を除去する中間周波数フィルタをさらに備える、
ことを特徴とする請求項1に記載の無線通信装置。
- [8] 前記中間周波数フィルタは、2つの等しい実フィルタの間おジャイレータで結合してなるヒルベルトバンドパス・フィルタにより構成される、
ことを特徴とする請求項7に記載の無線通信装置。
- [9] 実フィルタのラダー型ローパス・フィルタの設計周波数と前記ヒルベルトバンドパス・フィルタの中心周波数の絶対値を等しく、且つラダー型プロトタイプ・フィルタの素子値を整数比にする、
ことを特徴とする請求項8に記載の無線通信装置。
- [10] 受信フレームの先頭には既知シーケンスからなるプリアンブルが含まれており、
該既知のプリアンブル・シーケンスに前記低中間周波数を乗算して得られたシーケンスを用いて受信信号中のプリアンブルを検出するプリアンブル検出手段をさらに備える、
ことを特徴とする請求項1に記載の無線通信装置。
- [11] 所定のバンド間隔で中心周波数をボンピングさせるマルチバンドOFDM信号を、
低中間周波数を用いて受信処理する無線通信装置であって、
周波数ボンピングするバンド間隔の半分だけ受信周波数から離れたローカル周波数を持つローカル信号を受信信号と混合し、前記バンド間隔の半分となる低中間周波数からなる低中間周波数信号を生成して受信処理する、
ことを特徴とする無線通信装置。
- [12] 所定のバンド間隔で中心周波数をボンピングさせるマルチバンドOFDM信号を、
低中間周波数を用いて送信処理する無線通信装置であって、
周波数軸上の各サブキャリアをベースバンドのままスペクトル解析の逆変換を行ない時間軸上の信号に変換するOFDM変調手段と、
前記のスペクトル解析の逆変換を行なった後の送信信号に低中間周波数を乗算してOFDM変調された低中間周波数信号を生成する低中間周波数乗算手段と、

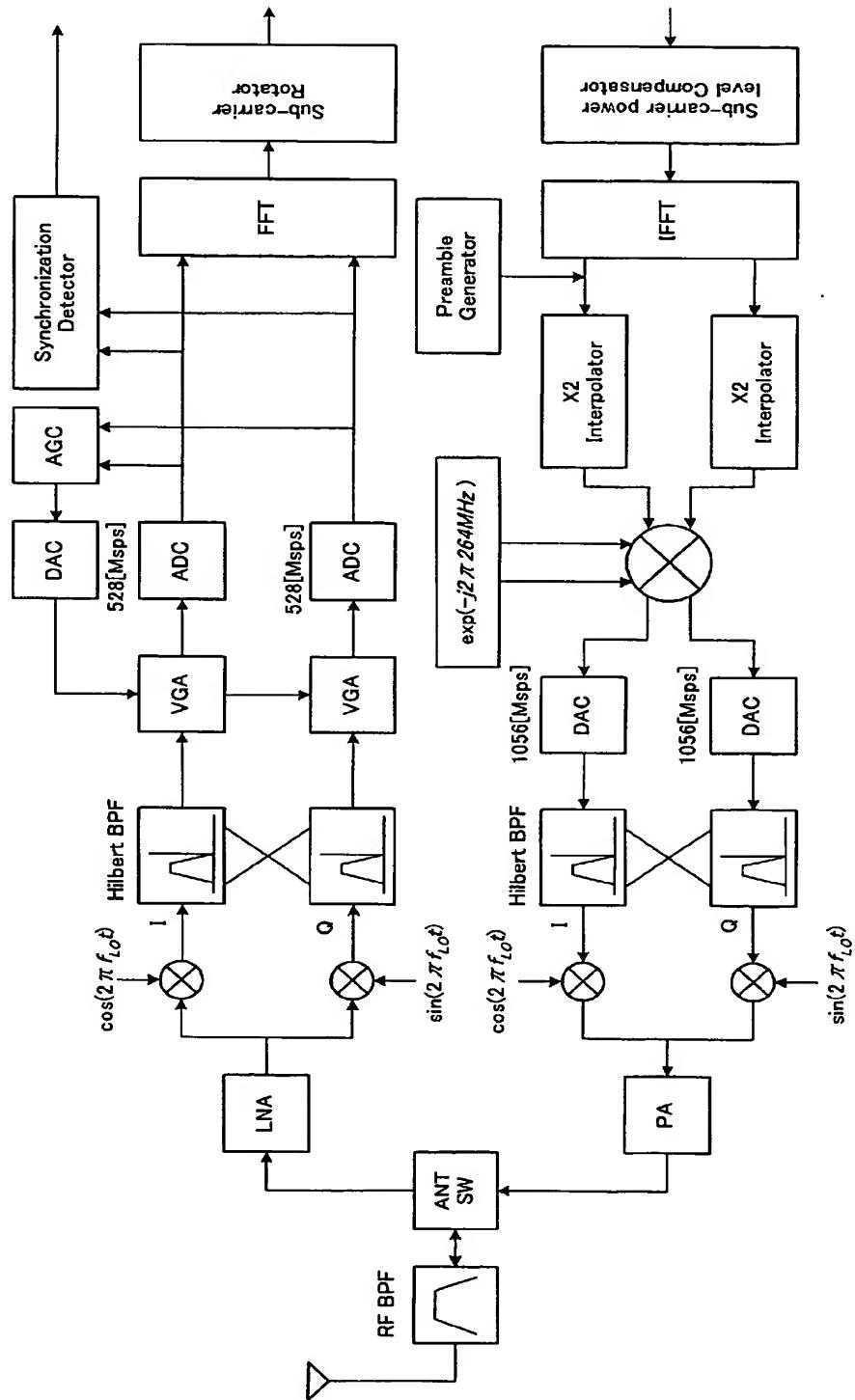
低中間周波数信号を所定のサンプリング周波数を以ってアナログ信号に変換するDA変換手段と、

低中間周波数信号を高周波の送信信号に変換する周波数変換手段と、
を具備することを特徴とする無線通信装置。

- [13] 前記のスペクトル解析の逆変換は、高速フーリエ逆変換(IFT)、ウェーブレット逆変換、ハートレー逆変換のいずれかである、
ことを特徴とする請求項12に記載の無線通信装置。
- [14] 送信信号をスペクトル解析の逆変換する前に前記DA変換手段におけるアーチャ効果を補正するサブキャリア電力レベル補償手段をさらに備える、
ことを特徴とする請求項12に記載の無線通信装置。
- [15] スペクトル解析の逆変換した後に前記DA変換手段におけるアーチャ効果を補正する複素FIRフィルタをさらに備える、
ことを特徴とする請求項12に記載の無線通信装置。
- [16] 前記周波数変換手段は、低中間周波数信号をローカル信号と混合して高周波の送信信号を生成する、
ことを特徴とする請求項12に記載の無線通信装置。
- [17] 低中間周波数信号は周波数ボーリングするバンド間隔の半分となる低中間周波数からなり、
前記周波数変換手段は、前記バンド間隔の半分だけ送信周波数から離れたローカル周波数を持つローカル信号を低中間周波数信号と混合して高周波の送信信号を生成する、
ことを特徴とする請求項12に記載の無線通信装置。
- [18] 前記DA変換手段により変換されたアナログ信号中の不要波を除去する中間周波数フィルタをさらに備える、
ことを特徴とする請求項12に記載の無線通信装置。
- [19] 前記中間周波数フィルタは、2つの等しい実フィルタの間おジャイレータで結合してなるヒルベルトバンドパス・フィルタにより構成される、
ことを特徴とする請求項18に記載の無線通信装置。

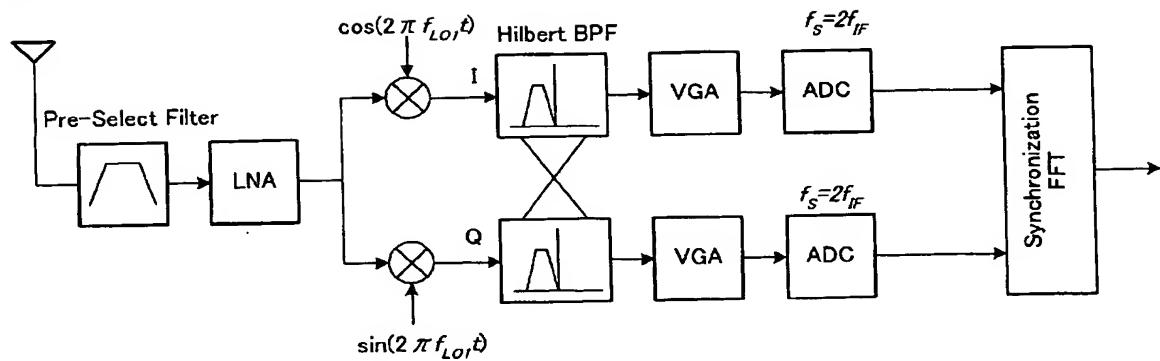
[20] 所定のバンド間隔で中心周波数をホッピングさせるマルチバンドOFDM信号を、
低中間周波数を用いて送信処理する無線通信装置であって、
低中間周波数信号は周波数ホッピングするバンド間隔の半分となる低中間周波数
からなり、
前記バンド間隔の半分だけ送信周波数から離れたローカル周波数を持つローカル
信号を低中間周波数信号と混合して高周波の送信信号を生成して送信する、
ことを特徴とする無線通信装置。

[図1]

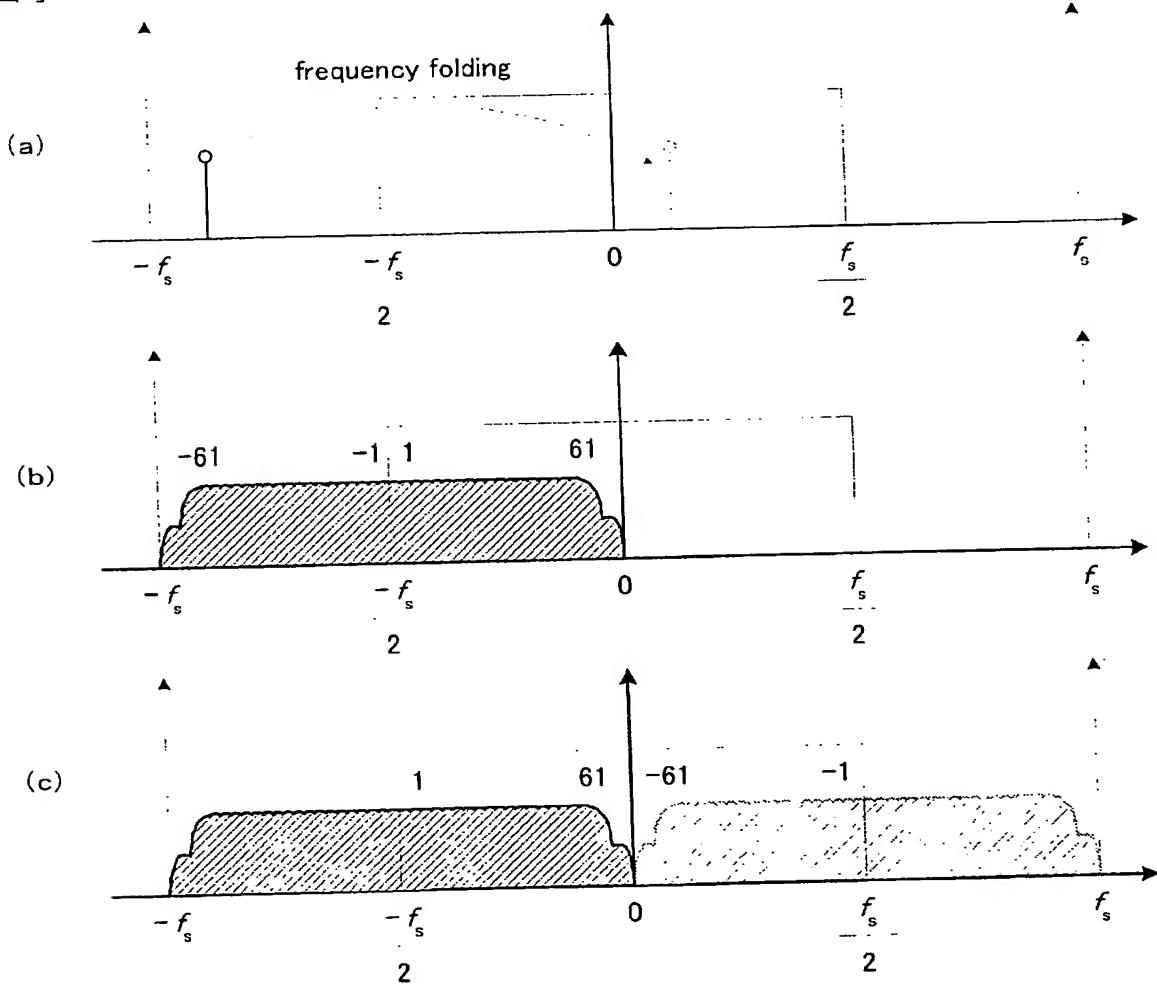


WO 2006/046424

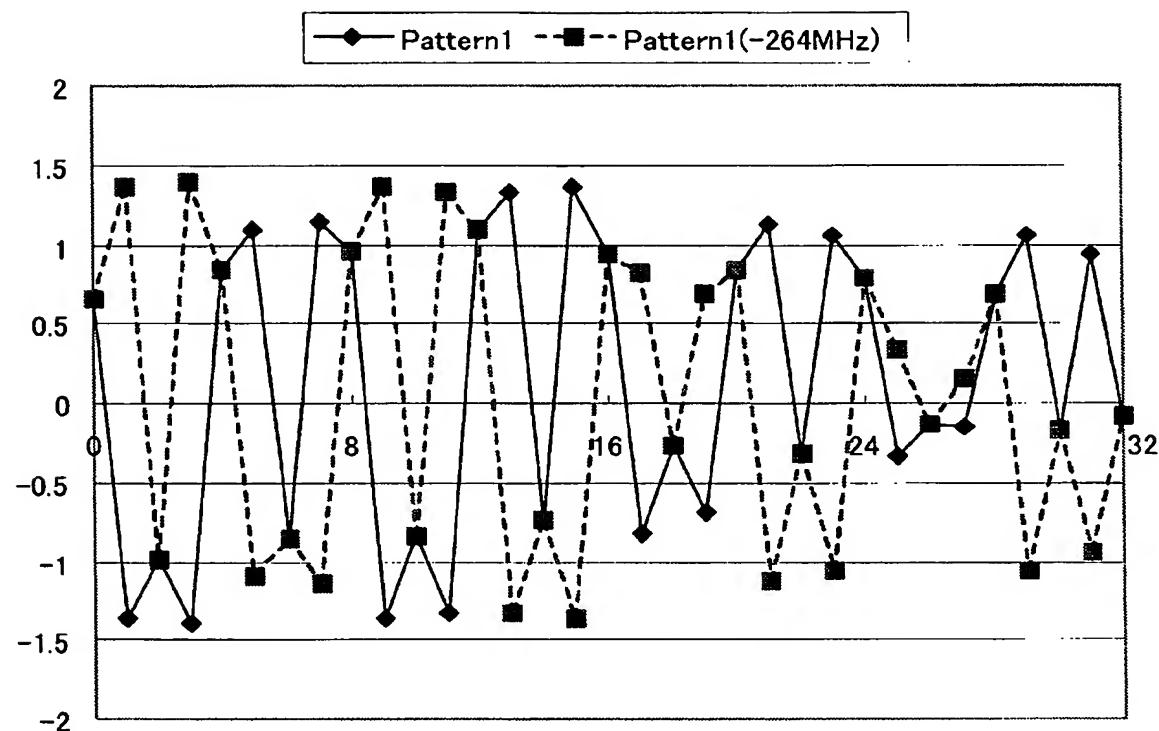
[図2]



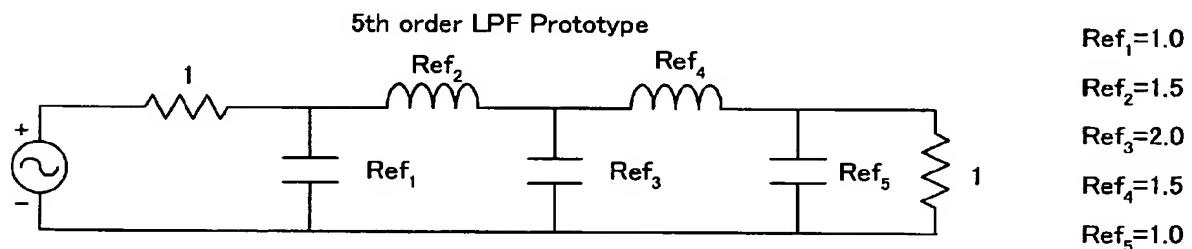
[図3]



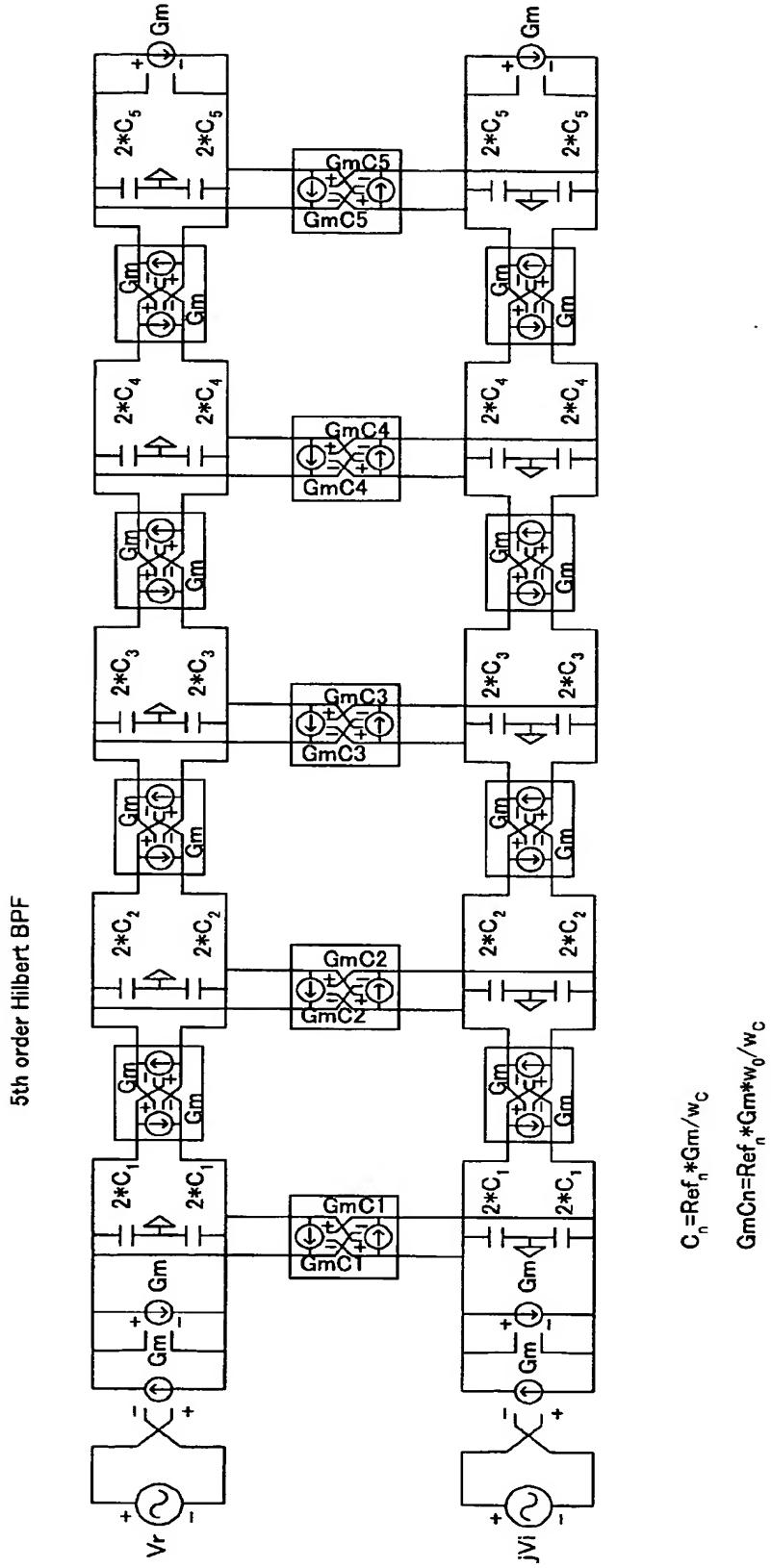
[図4]



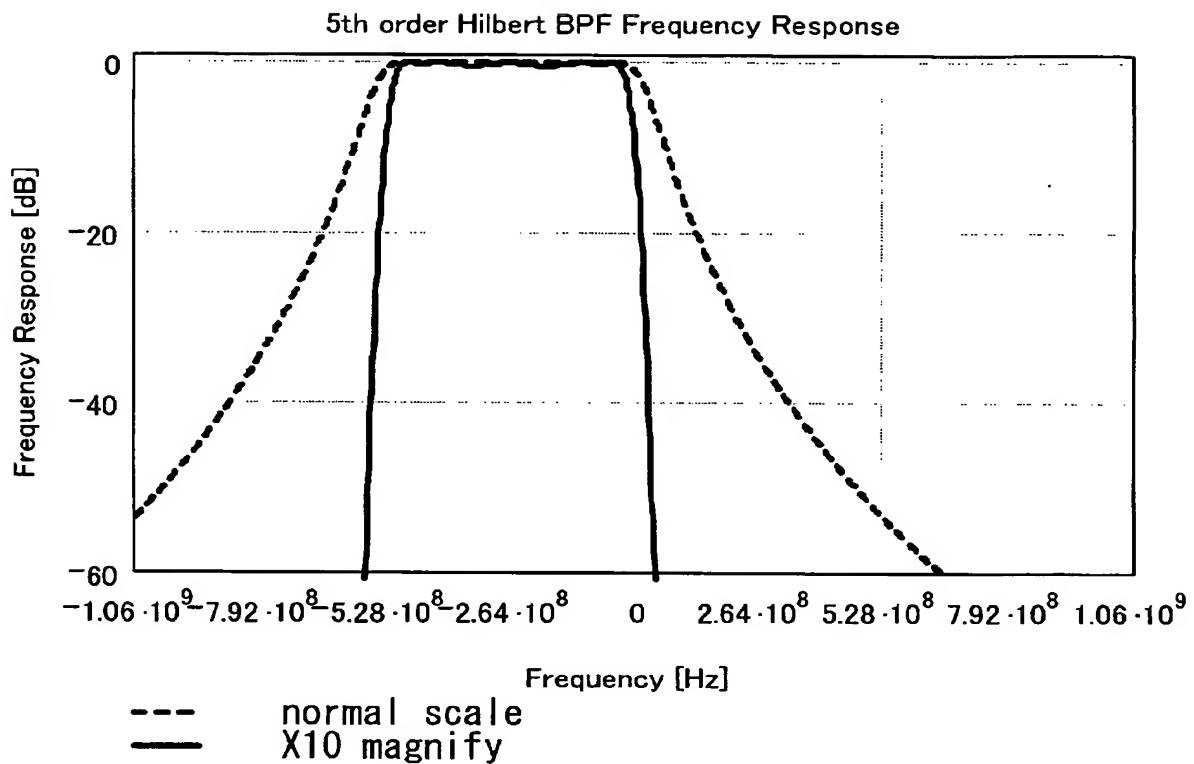
[図5]



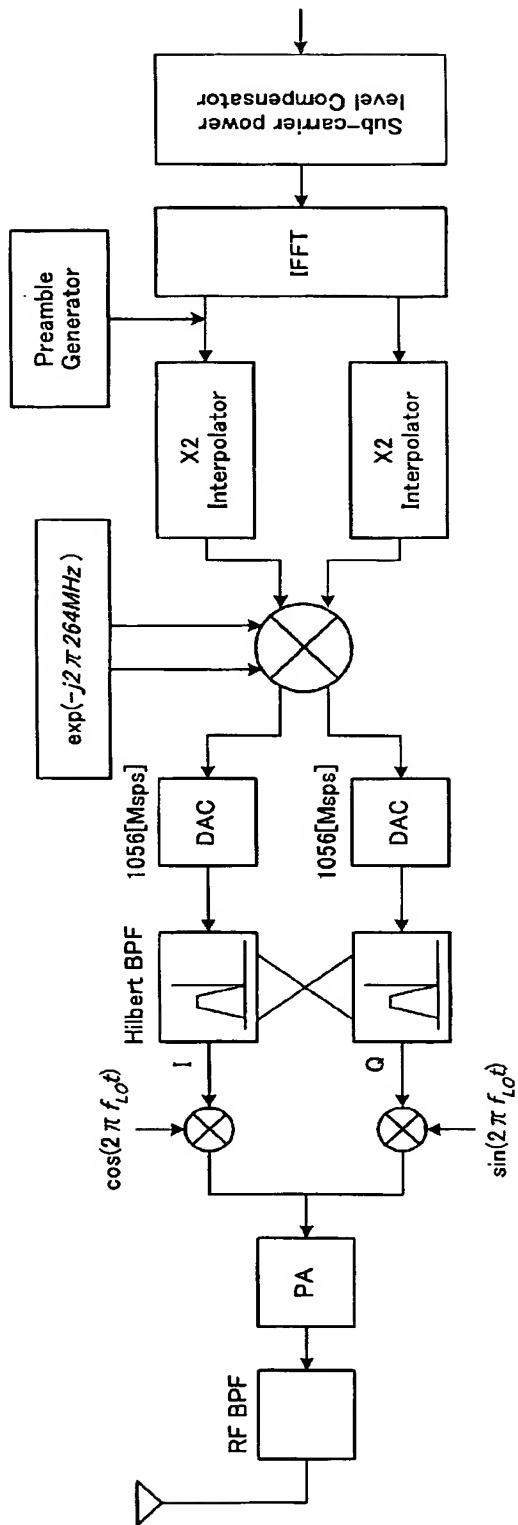
[図6]



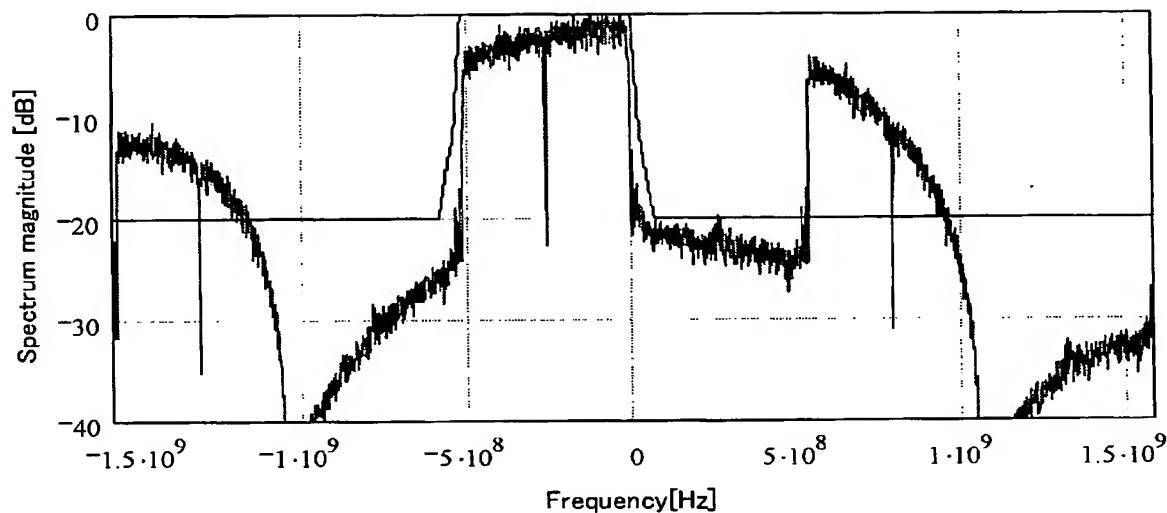
[図7]



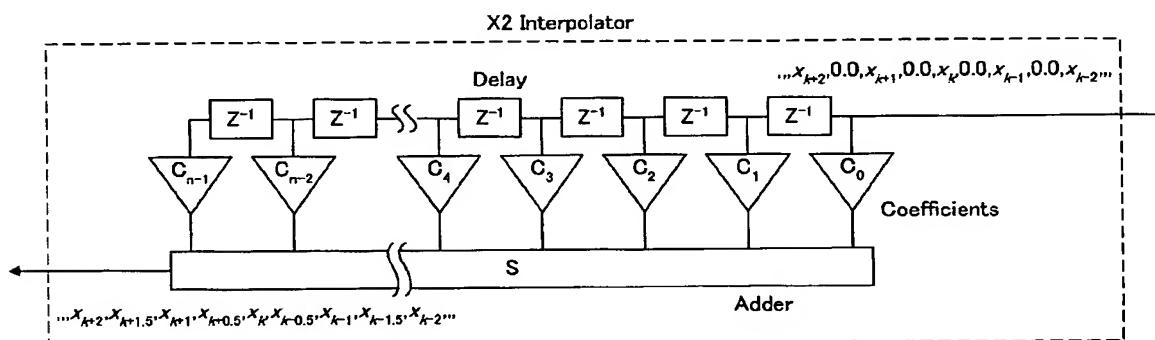
[図8]



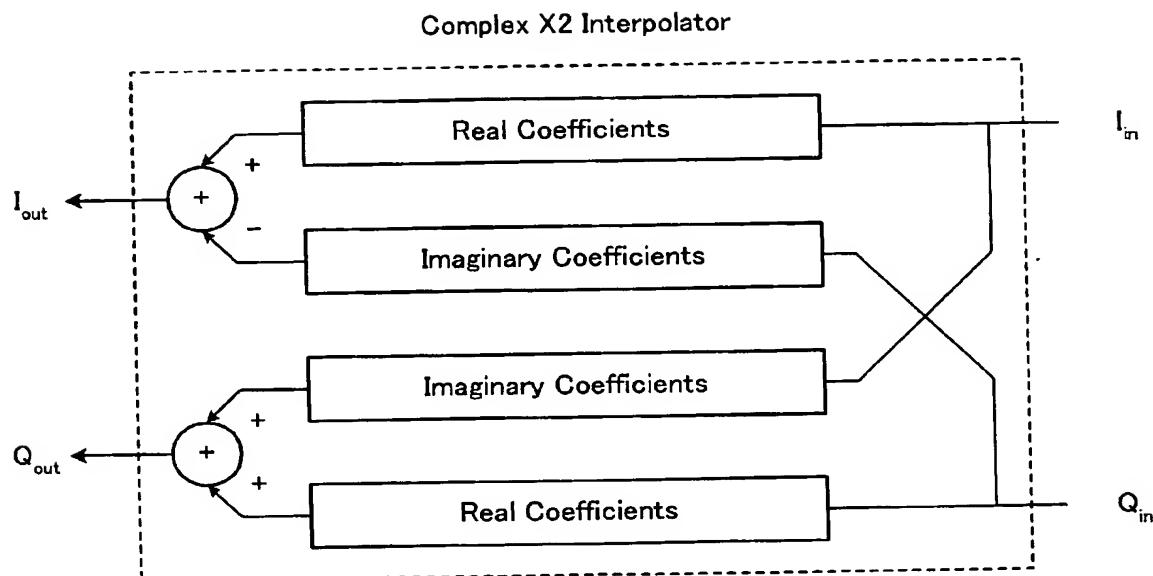
[図9]



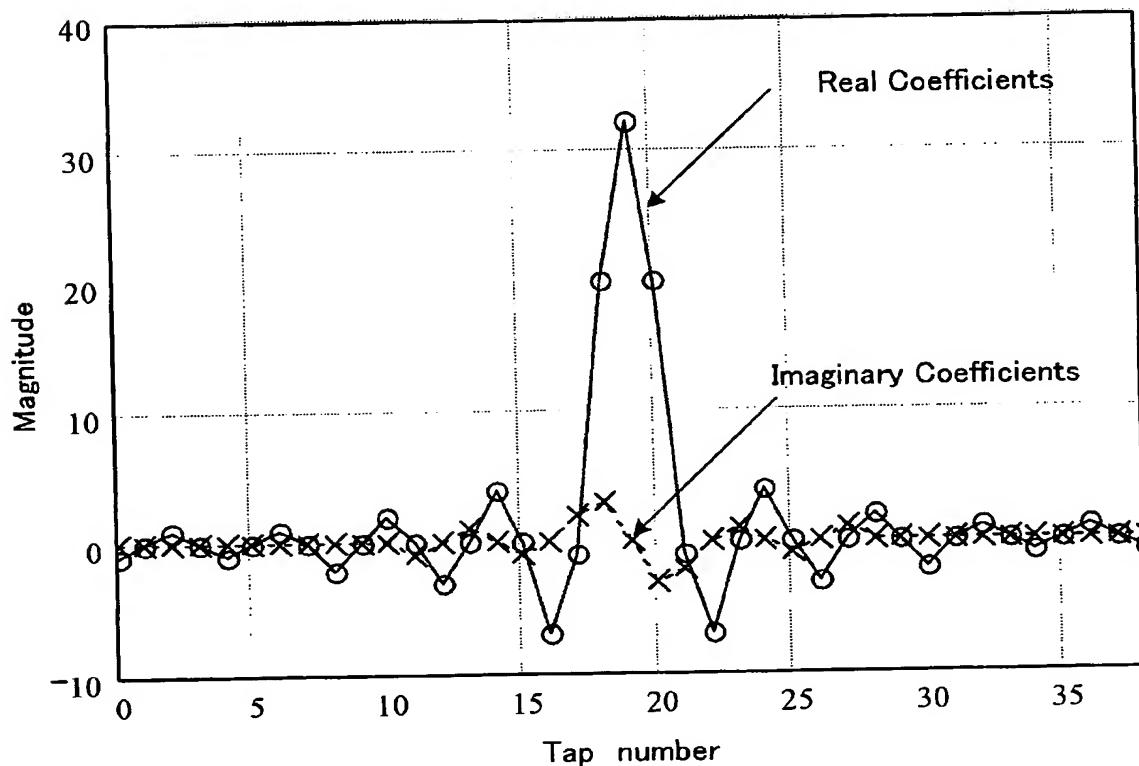
[図10]



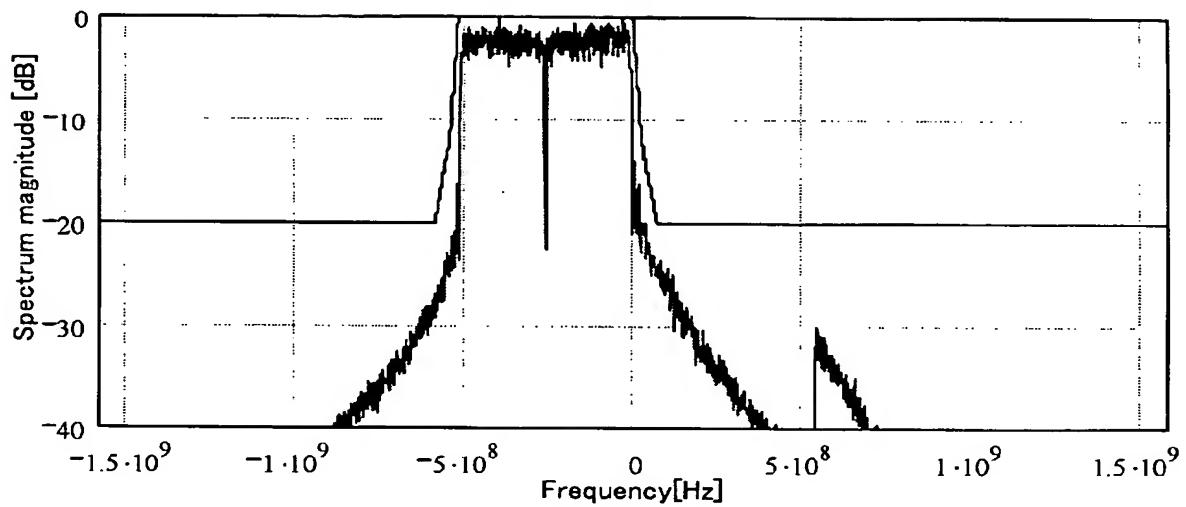
[図11]



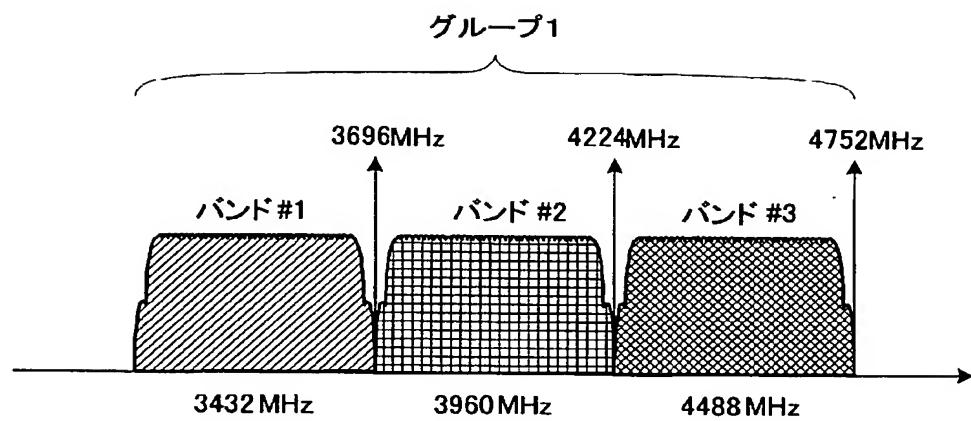
[図12]



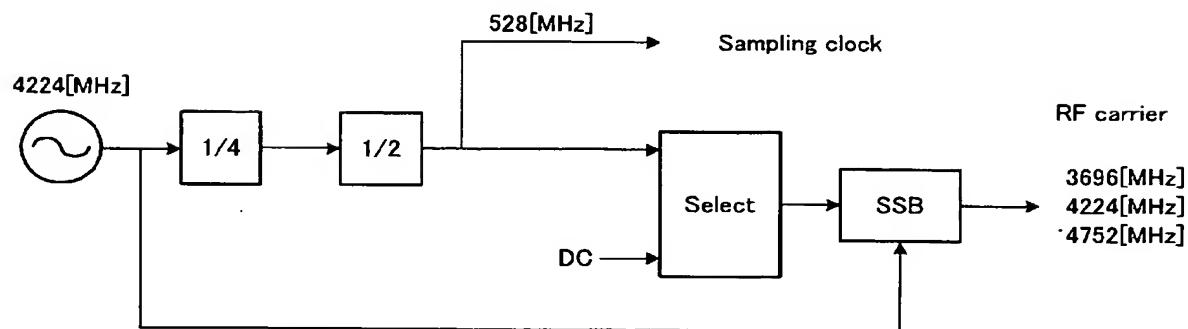
[図13]



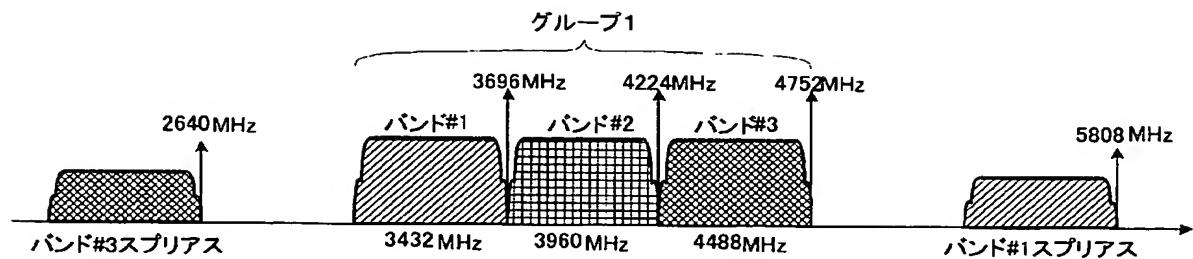
[図14]



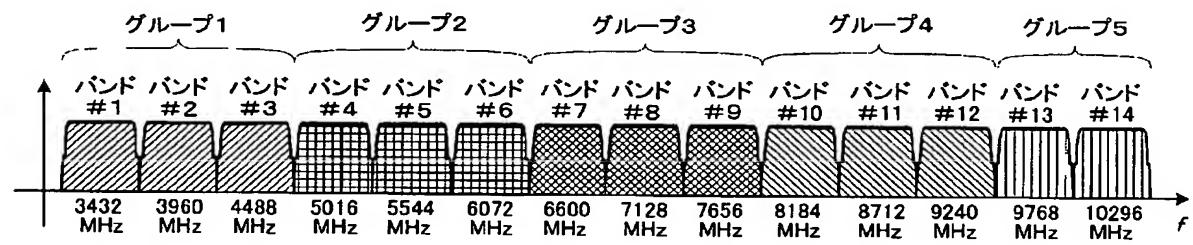
[図15]



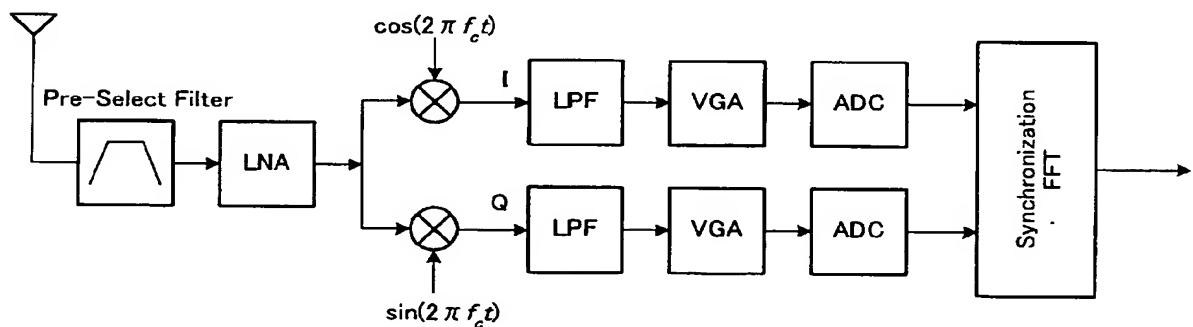
[図16]



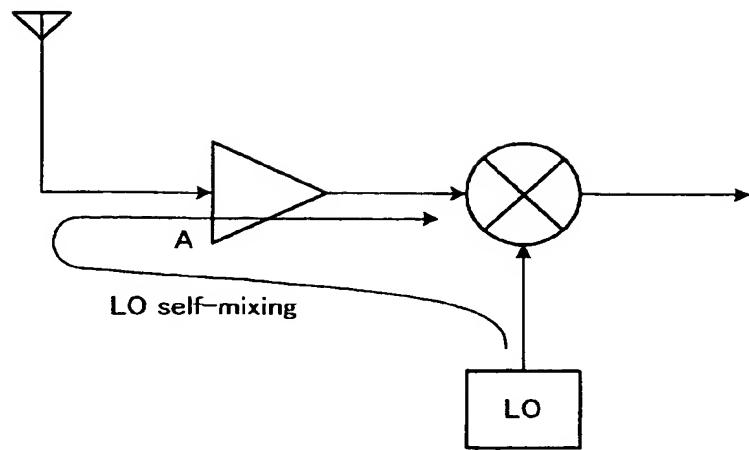
[図17]



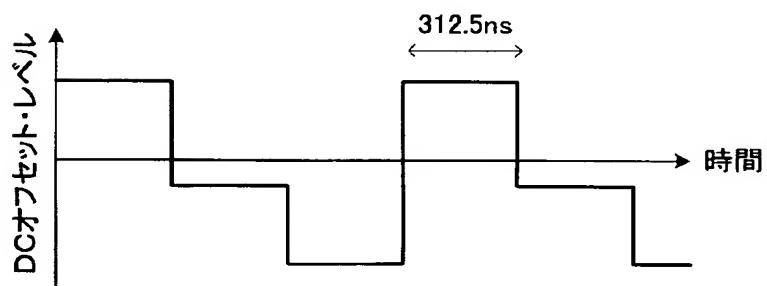
[図18]



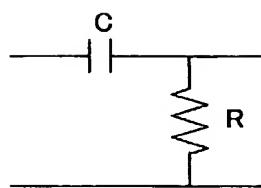
[図19]



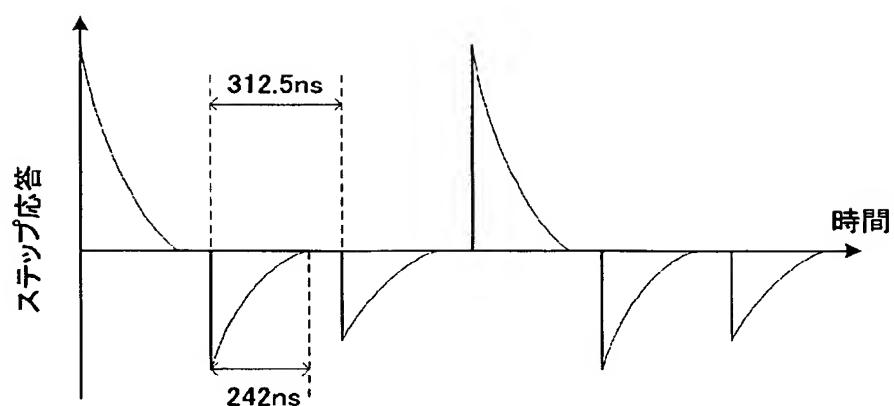
[図20]



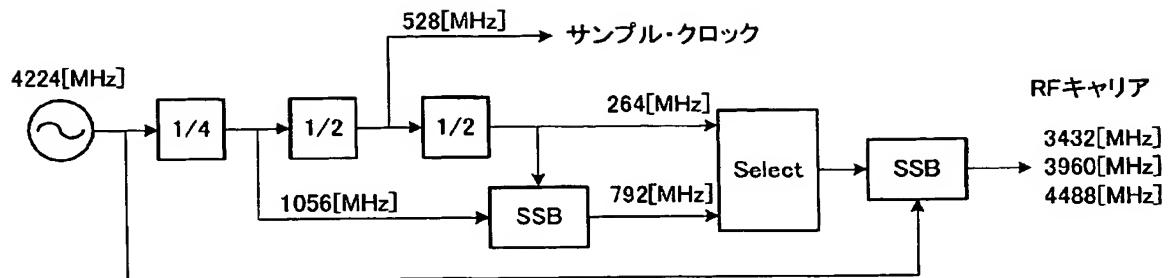
[図21]



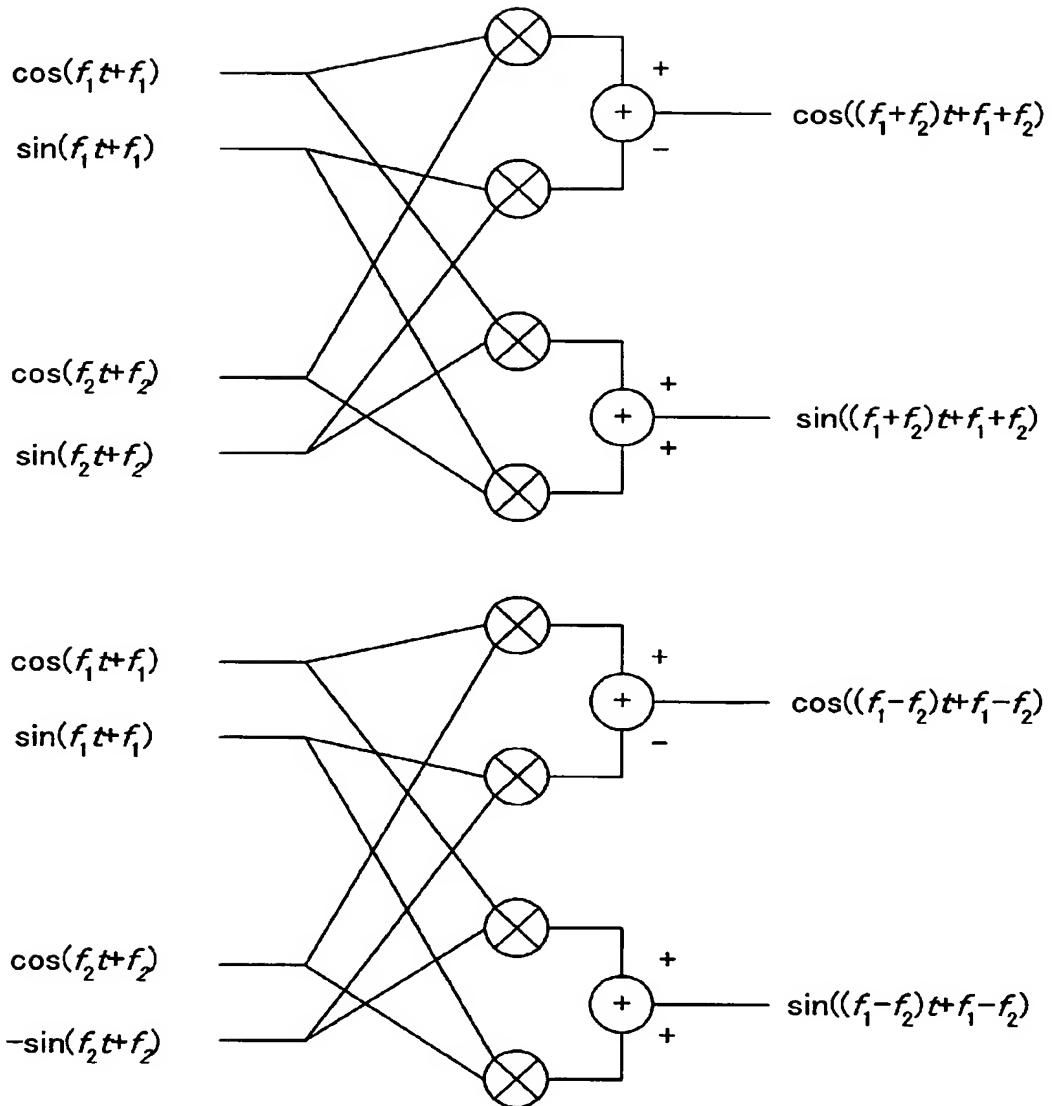
[図22]



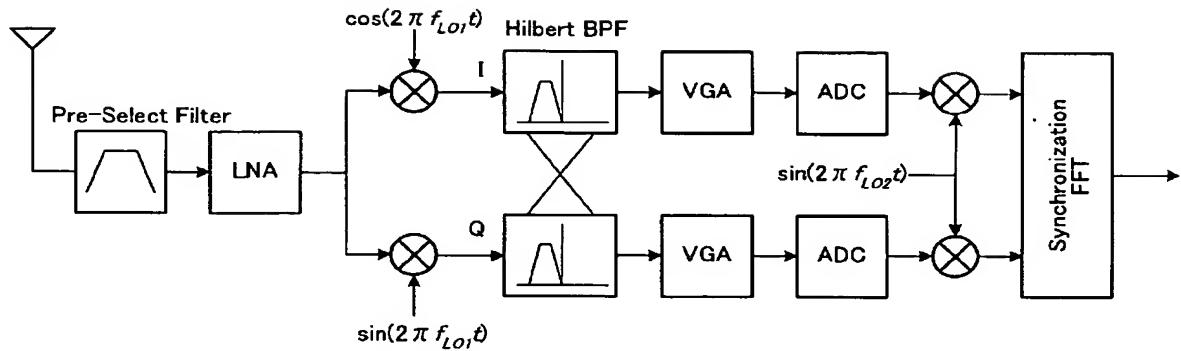
[図23]



[図24]



[図25]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/019034

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J11/00 (2006.01), H04J13/00 (2006.01), H04B1/713 (2006.01)

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04J11/00 (2006.01), H04J13/00 (2006.01), H04B1/713 (2006.01)

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo	Shinan	Koho	1922 - 1996	Jitsuyo	Shinan	Toroku	Koho	1996-2005	
Kokai	Jitsuyo	Shinan	Koho	1971-2005	Toroku	Jitsuyo	Shinan	Koho	1994 -2005

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

IEEEExplore, JPO S

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	Anuj Batra, Multi-band OFDM Physical Layer Proposal, IEEE 802.15-03/267rl, 2003.07, Internet <URL :http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Jul03/03267rlP802-15_TG3a-Multi-band-OFDM-CFP-Presentation.ppt>	11-20 1-10
Y A	JP 2003-60525 A (Takuro SATO), 28 February, 2003 (28.02.03), Claim 1; Fig. 6 (Family: none)	11-20 1-10
Y A	JP 2002-84254 A (Sony Corp.), 22 March, 2002 (22.03.02), Figs. 1 to 3 (Family: none)	14 1-13, 15-20

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance, the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance, the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search
01 November, 2005 (01.11.05)

Date of mailing of the international search report
15 November, 2005 (15.11.05)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No

Telephone No

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/019034

C(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	JP H9-93216 A (Sony Corp.), 04 April, 1997 (04.04.97), Claim 1 & JP 3525576 B2	14 1 - 13, 15 - 20
Y A	JP H7-312552 A (Hitachi Denshi, Ltd.), 28 November, 1995 (28.11.95), Full text (Family: none)	15 1 - 14, 16 - 20
Y A	JP 2004-173153 A (Nippon Terekomu Kabushiki Kai sha), 17 June, 2004 (17.06.04), Par. No. [0051] (Family: none)	15 1 - 14, 16 - 20
Y A	JP 2003-078391 A (New Japan Radio Co., Ltd.), 14 March, 2003 (14.03.03), Full text (Family: none)	19 1 - 18, 20
P, A	JP 2005-151062 A (Keio University), 09 June, 2005 (09.06.05), Full text (Family: none)	1 - 20
A	JP 2003-101603 A (Keio University), 04 April, 2003 (04.04.03), Full text & JP 3656739 B2	1 - 20
A	Crols Jan et al., Low-IF topologies for high-performance analog front ends of fully integrated receivers, Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on, Vol. 45, No. 3, 1998.03, pages 269 to 281	1 - 20

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2005/019034

Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 2 of first sheet)

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons

1. Claims Nos..
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:

2. Claims Nos.:
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:

3. Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

The inventions of claims 1-10 relate to OFDM demodulation in which the order of the subcarriers replaced for frequency superimposition caused in accordance with the sampling frequency at the time of AD conversion is re-arranged. The inventions of claims 11, 20 relate to transmission/reception in which the low and intermediate frequencies of OFDM system is set to a half of the band interval of the frequency hopping. The inventions of claims 12-19 relate to OFDM modulation of multiband OFDM system in which the low and intermediate frequencies are multiplied.

1. As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fee, this Authority did not invite payment of any additional fee.
3. As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:

4. No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos. .

Remark on Protest
the

- The additional search fees were accompanied by the applicant's protest and, where applicable, payment of a protest fee
- The additional search fees were accompanied by the applicant's protest but the applicable protest fee was not paid within the time limit specified in the invitation
- No protest accompanied the payment of additional search fees.

A 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int Cl⁷ H04J1/00 (2006.01), H04J13/00 (2006.01), H04B1/713 (2006.01)

B 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int Cl⁷ H04J1/00 (2006.01), H04J13/00 (2006.01), H04B1/713 (2006.01)

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2005年
日本国実用新案登録公報	1996-2005年
日本国登録実用新案公報	1994-2005年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

IEEEExplore
JOIS

C 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	Anuj Batra, Multi-band OFDM Physical Layer Proposal, IEEE 802.15-03/267r1, 2003.07, インターネット<URL: http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub/2003/Jul03/03267r1 P802-15_TG3a-Multi-band-OFDM-CFP-Presentation.ppt>	11-20 1-10
Y A	JP 2003-60525 A (佐藤 拓朗) 2003.02.28, 請求項1, 第6図 (ファミリーなし)	11-20 1-10

□ C欄の続きにも文献が列挙されている。

乃 パテントファミリーに関する別紙を参照。

水 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるか、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であつて出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であつて、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であつて、当該文献と他の1以上の文献と、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

01.11.2005

国際調査報告の発送日

15.11.2005

国際調査機関の名称及び先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

石井 研一

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

C(続き)	関連すると認められる文献	関連する 請求の範囲の番号
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	
Y A	JP 2002-84254 A (ソニー株式会社) 2002.03.22, 第1-3図 (アミリーなし)	14 1-13, 15-20
Y A	JP H9-93216 A (ソニー株式会社) 1997.04.04, 請求項1 & JP 3525576 B2	14 1-13, 15-20
Y A	JP H7-312552 A (日立電子株式会社) 1995.11.28, 全文 (アミリーなし)	15 1-14, 16-20
Y A	JP 2004-173153 A (日本テレコム株式会社) 2004.06.17, 段落 [0051] (アミリーなし)	15 1-14, 16-20
Y A	JP 2003-078391 A (新日本無線株式会社) 2003.03.14, 全文 (アミリーなし)	19 1-18, 20
PA	JP 2005-151062 A (学校法人慶應義塾) 2005.06.09, 全文 (アミリーなし)	1-20
A	JP 2003-101603 A (学校法人慶應義塾) 2003.04.04, 全文 & JP 3656739 B2	1-20
A	Crols Jan et. al., Low-IF topologies for high-performance analog front ends of fully integrated receivers, Circuits and Systems II Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on [see also Circuits and Systems II Express Briefs, IEEE Transactions on, Vol. 45 No. 3, 1998.03, pp. 269-281	1-20

第II欄 請求の範囲の一部の調査かできないときの意見 (第1ページの2の続き)

依第8条第3項 (PCT 17条(2)(a)) の規定により、この国際調査報告は次の理由により請求の範囲の一部について作成しなかった。

1 広 請求の範囲 _____ は、この国際調査機関が調査をすることを要しない対象に係るものである。つまり、

2 □ 請求の範囲 _____ は、有旨義な国際調査をすることができる程度まで所定の要件を満たしていない国際出願の部分に係るものである。つまり、

3 広 請求の範囲 _____ は、従属請求の範囲であってPCT規則64(a)の第2文及び第3文の規定に従って記載されていない。

第III欄 発明の単一性が欠如しているときの意見 (第1ページの3の続き)

次に述べるようこの国際出願に2以上の発明があるとこの国際調査機関は認めた。

請求の範囲1-10に係る発明は、AD変換時におけるサンプリング周波数に応じて生じる周波数重複のために入れ替わったサブキャリアの順番を並び替えるOFDM復調処理に関するものであり、請求の範囲11及び20に係る発明はマルチバンドOFDM方式において、低中間周波数を周波数ホッピングのバンド間隔の半分に設定する送受信処理に関するものであり、請求の範囲12-19に係る発明はマルチバンドOFDM方式において、低中間周波数を乗算するOFDM変調処理に関するものである。

- 1 □ 出願人が必要な追加調査手数料をすべて期間内に納付したので、この国際調査報告は、すべての調査可能な請求の範囲について作成した。
- 2 厄 追加調査手数料を要求するまでもなく、すべての調査可能な請求の範囲について調査することをできたので、追加調査手数料の納付を求めなかった。
- 3 ノ 出願人が必要な追加調査手数料を一部のみしか期間内に納付しなかったので、この国際調査報告は、手数料の納付のあった次の請求の範囲のみについて作成した。
- 4 ホ 出願人が必要な追加調査手数料を期間内に納付しなかったので、この国際調査報告は、請求の範囲の最初に記載されている発明に係る次の請求の範囲について作成した。

追加調査手数料の異議の申立てに関する注意

- 亡 追加調査手数料及び、該当する場合には、異議申立て手数料の納付と共に、出願人から異議申立てがあった。
- 追加調査手数料の納付と共に出願人から異議申立てがあったか、異議申立て手数料が納付命令書に示した期間内に支払われなかった。
- Gamma 追加調査手数料の納付を伴う異議申立てがなかった。